

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-021838
(43)Date of publication of application : 28.01.1994

(51)Int.Cl. H04B 1/10

(21)Application number : 05-082160

(71)Applicant : RAMOT UNIV AUTHORITY FOR APPL RES &
IND DEV LTD

(22)Date of filing : 08.04.1993

(72)Inventor: WEINSTEIN EHUD
YELLIN DANIEL

(30)Priority

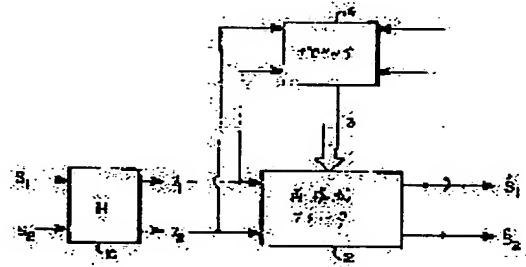
Priority number : 92 101556 Priority date : 10.04.1992 Priority country : IL

(54) SIGNAL PROCESSING SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a signal processing system in which two signals or over observed through coupling are separated.

CONSTITUTION: This signal processing system includes a plurality of detectors to detect a signal, each detector receives signals from a plurality of sources and a reconfiguration filter 12 is produced to receive the detected signal and to filter the detected signal, a processor 14 to generate a reconfigured source signal is included, and each source signal in the processor 14 is reconfigured without interference from other source signal. The reconfiguration filter 12 is configured to force a multi-cross spectrum of the reconfigured signal to approach zero.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-21838

(43)公開日 平成6年(1994)1月28日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 B 1/10

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

L 9298-5K

審査請求 未請求 請求項の数13(全 21 頁)

(21)出願番号 特願平5-82160

(22)出願日 平成5年(1993)4月8日

(31)優先権主張番号 1 0 1 5 5 6

(32)優先日 1992年4月10日

(33)優先権主張国 イスラエル (IL)

(71)出願人 593069141

ラモト・ユニバーシティ・オーソリティ・
フォー・アプライド・リサーチ・アンド・
インダストリアル・ディベロップメント・
リミテッド

RAMOT UNIVERSITY AU
THORITY FOR APPLIED
RESEARCH & INDUSTR
IAL DEVELOPMENT LT
D.

イスラエル、テル・アビブ、ラマト・アビ
ブ、ハイム・レパノン・ストリート、32

(74)代理人 弁理士 深見 久郎 (外3名)

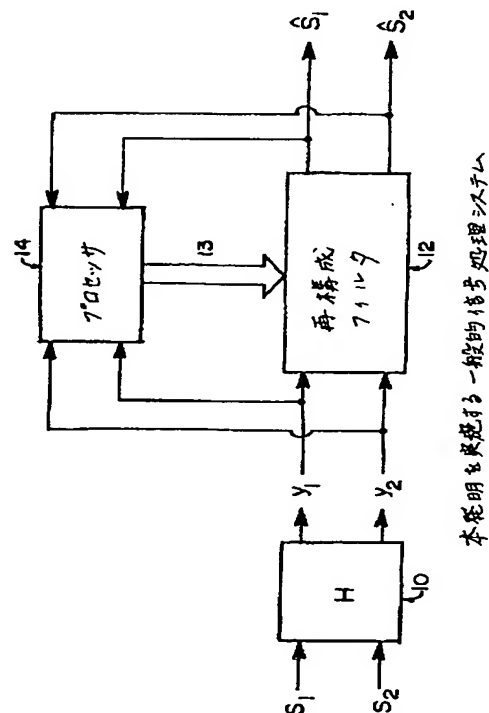
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号処理システム

(57)【要約】

【目的】 互いに結合して観測された2以上の信号を分離する信号処理システム。

【構成】 信号処理システムは信号を検出するための複数個の検出器を含み、各検出器は複数個のソースから信号を受信し、さらに検出された信号を受信しかつ検出された信号をフィルタするための再構成フィルタ12を生成して、再構成されたソース信号を生成するためのプロセッサ14を含み、プロセッサ14の中で各ソース信号は他のソース信号からの干渉なしに再構成される。再構成フィルタ12は再構成された信号のクロス多スペクトルが0に近づくように強制されるように生成される。



本発明を表現する一般的な信号処理システム

【特許請求の範囲】

【請求項1】 各々が複数個のソースから信号を受信する、信号を検出するための複数個の検出器と、検出された信号を受信しかつ検出された信号をフィルタするための再構成フィルタを生成して、各ソース信号が他のソース信号からの干渉なしに再構成される再構成されたソース信号を生成するためのプロセッサを含み、再構成フィルタが、再構成された信号のクロス多スペクトルが0に強制的に近づくように生成されることを特徴とする、信号処理システム。

【請求項2】 検出器およびソースの数は2であり、かつ再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で再構成されたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下の多*

$$P_{v_1 v_1 v_1 v_2}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad (w_1, w_2, w_3) \in \Omega_3$$

$$P_{v_2 v_2 v_2 v_1}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad (w_1, w_2, w_3) \in \Omega_3$$

が0に近づくように調節され、ここで Ω_3 は予め選択された周波数領域である、請求項1に記載の信号処理システム。

【請求項4】 再構成フィルタは、その出力で再構成さ※20

$$P_{v_1 v_1 v_1 v_2}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad (w_1, w_2, w_3) \in \Omega_3$$

$$P_{v_2 v_2 v_2 v_1}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad (w_1, w_2, w_3) \in \Omega_3$$

が0に近づくように調節され、ここで Ω_3 は予め選択された周波数領域である、請求項2に記載の信号処理システム。

【請求項5】 再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で再構成されたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のクロススペクトル：

【数4】
$$P_{v_1 v_2}(w) = 0 \quad w \in \Omega$$

が0に近づくように調節され、ここで Ω は予め選択された周波数領域である、請求項2に記載の信号処理システム。

【請求項6】 再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で再構成されたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のクロススペクトル：

【数5】

$$P_{v_1 v_2}(w) = 0 \quad w \in \Omega$$

が0に近づくように調節され、ここで B_2 は予め選択された整数の集合である、請求項2に記載の信号処理システム。

*スペクトル：

【数1】

$$P_{v_1 v_1 v_2}(w_1, w_2) = 0 \quad (w_1, w_2) \in \Omega_2$$

$$P_{v_2 v_2 v_1}(w_1, w_2) = 0 \quad (w_1, w_2) \in \Omega_2$$

が0に近づくように調節され、ここで Ω_2 は予め選択された周波数領域である、請求項1に記載の信号処理システム。

【請求項3】 検出器およびソースの数は2であり、かつ再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で再構成されたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下の多スペクトル：

【数2】

※れたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下の多スペクトル：

【数3】

★が0に近づくように調節され、ここで Ω は予め選択された周波数領域である、請求項3に記載の信号処理システム。

【請求項7】 再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で再構成されたソース信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のクロススペクトル：

【数6】
$$P_{v_1 v_2}(w) = 0 \quad w \in \Omega$$

が0に近づくように調節され、ここで Ω は予め選択された周波数領域である、請求項4に記載の信号処理システム。

【請求項8】 再構成フィルタは、その出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

【数7】

$$\text{cum}(v_1[n], v_1[n - \tau_1], v_2[n - \tau_2]) = 0 \quad (\tau_1, \tau_2) \in B_2$$

$$\text{cum}(v_2[n], v_2[n - \tau_1], v_1[n - \tau_2]) = 0 \quad (\tau_1, \tau_2) \in B_2$$

【請求項9】 再構成フィルタは、その出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

【数8】

$$\begin{aligned} cum(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], v_2[n-\tau_3]) &= 0 & (\tau_1, \tau_2, \tau_3) \in B_3 \\ cum(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], v_2[n-\tau_3]) &= 0 & (\tau_1, \tau_2, \tau_3) \in B_3 \end{aligned}$$

が0に近づくように調節され、ここで B_3 は予め選択された整数の集合である、請求項3に記載の信号処理システム。

*【請求項10】再構成フィルタは、その出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

*【数9】

$$\begin{aligned} cum(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], v_2[n-\tau_3]) &= 0 & (\tau_1, \tau_2, \tau_3) \in B_3 \\ cum(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], v_2[n-\tau_3]) &= 0 & (\tau_1, \tau_2, \tau_3) \in B_3 \end{aligned}$$

が0に近づくように調節され、ここで B_3 は予め選択された整数の集合である、請求項8に記載の信号処理システム。

【請求項11】再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

【数10】

$$cum(v_1[n], v_2[n+\tau]) = 0 \quad \tau \in B$$

が0に近づくように調節され、ここで B は予め選択された整数の集合である、請求項8に記載の信号処理システム。

【請求項12】再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

【数11】

$$cum(v_1[n], v_2[n+\tau]) = 0 \quad \tau \in B$$

が0に近づくように調節され、ここで B は予め選択された整数の集合である、請求項9に記載の信号処理システム。

【請求項13】再構成フィルタは、再構成フィルタの出力で信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ の以下のキュムラント：

【数12】

$$cum(v_1[n], v_2[n+\tau]) = 0 \quad \tau \in B$$

が0に近づくように調節され、ここで B は予め選択された整数の集合である、請求項10に記載の信号処理システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】互いに重畳された2つ以上の信号を分離する問題が多数の信号処理の応用において発生する。古典的な例としては、干渉があるときの所望される音声信号の強調の問題、または多マイクロホン測定を用いて競合している話し手を分離する問題がある。他の例としては、指向性干渉のあるときの信号を検出し、または分散配置した受信器アレイを用いて信号を同時に観測することにより、幾つかの分散配置されたソースを検出しかつ

その位置を推定する問題である。ソース信号および信号を受信器に結合する伝送チャンネルは一般に未知であるので、2つの信号を分離しかつ識別する問題は幾つかの単純化のための仮定をつくらなければ解決されない。興味のある多くの場合において、チャンネルは安定な線形時不変(LTI)システムとしてモデル化されることができ、かつ信号は異なるソースによって発生するのでそれらは統計的に独立であると仮定してもよい。したがって問題はこれらの仮定がソース信号を分離しかつ回復するために十分であるかどうかということである。

【0002】最近の一連の論文(1)シー・ジュテンおよびジェイ・エイロー(C. Jutten, and J. Herault)著の「ソースのブラインド分離パートI：神経模倣アーキテクチャに基づく適応的アルゴリズム(Blind separation of sources, Part I: An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture)」(『信号処理(Signal Processing)』第24巻、No. 1、1-10頁、1991年7月)(2)ピー・コーモン(P. Comon)、シー・ジュテンおよびジェイ・エイロー著の「ソースのブラインド分離パートII：問題陳述(Blind separation of sources, Part II: Problems statement)」(『信号処理』第24巻、No. 1、11-20頁、1991年7月)および(3)イー・ソローチャーリ(E. Srouchyari)、シー・ジュテンおよびジェイ・エイロー著の「ソースのブラインド分離パートIII：安定性の分析(Blind separation of sources, Part III: Stability analysis)」(『信号処理』第24巻、No. 1、21-29頁、1991年7月)は、時間の各ポイントで観測された信号がソース信号の未知だが固定された線形組合せによって与えられる(つまり未知のチャンネルが定利得マトリックスである)、特別の場合についてのソースの分離の問題を考察する。これらの論文は幾つかの重要な観測を含む。

【0003】第1に、ソースの分離のためには、信号が統計的に独立であると仮定することが十分であり得ることが指摘される。ソース信号の各々の確率的性格に関する情報はそれ以上必要とされない。したがってソースを分離するために、統計的に独立である復元された信号をつくることを試みるのが提案される。しかしながら、統計的独立性のためのテストは一般に複雑であ

り、かつ信号の各々の基礎の確率分布に関する仮定を前もって必要とする。したがって、問題を解決するために、再構成された信号の高次の統計からなる目的関数を使用し、それからその目的を最小にするためのアルゴリズムを用いることが提案される。もしアルゴリズムが収束すれば、収束のポイントにおいて、それは同じサンプリング時に計算される再構成された信号の幾つかの予め特定された非線形関数間の相関を最小にしようと試みる。再構成された過程の標本の非線形関数間に相関がないことは、全過程間の統計的独立性よりも弱い条件である。過程の標本間の統計的独立性よりも弱い条件である。しかしながら、単純化されたチャンネルモデルのために、これは信号分離のための十分条件である。実際、同じサンプリング時間での再構成された信号の脱相関もまたこの場合においては十分である（上記の論文（1）には記載せず）。

【0004】イー・ウェインSTEIN (E. Weinstein) (本出願の共同発明者のうちの一人)、エム・フェイダおよびエー・ブイ・オッペンハイム (M. Feder and A. V. Oppenheim) によって1991年8月28日に出願された特許出願連続番号第07/750,917号の、マサチューセッツ工科大学 (Massachusetts Institute of Technology) に譲渡された（未発行）、「多チャンネル信号分離 (Multi-Channel Signal Separation)」は、チャンネルが多入力多出力 (MIMO) LTIシステムとしてモデル化された、より一般の問題を考察する。上記の特許出願において、再構成された信号が統計的に無相関であるという条件を課することによって入力（ソース）信号を分離かつ復元することが提案されている。結果として、脱相関条件は、未知のチャンネルに関して或る仮定、たとえばそれがMIMO有限インパルス応答 (FIR) フィルタであるといった仮定をつくらなければ、問題を一意に解決するには不十分である。

【0005】単純化のために特に2チャンネルの場合に集中し、未知の 2×2 システムの出力を観測し、そこからその入力信号を復元しようとする場合を考える。しかしながら本出願人はすべての分析および結果はより一般的な事例に容易に拡張可能であることを注記しておく。2チャンネルの場合において、2つの出力信号 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ の観察から2つのソース信号 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ を推定することが所望される。幾つかの応用においては、一方の信号 $s_1[n]$ は所望される信号であり、一方、他方の信号 $s_2[n]$ は干渉またはノイズ信号である。所望される信号とノイズ信号との両方は未知のシステムを介して結合されて観測された信号を形成する。

【数学的基礎】 [A. 線形系] 安定な1入力1出力 (SISO) 線形時不変 (LTI) システムは、単位サンプル応答 $h[n]$ または伝達関数（周波数応答とも呼ばれる） $H(w)$ を特徴とし、 $h[n]$ のフーリエ変換とし

て次式

【0006】

【数13】

$$H(w) = \sum_n h[n] e^{-jnw}$$

【0007】として規定され、ここで \sum_n は n のすべての可能な値の総和を示す。LTIシステムの出力 $y[n]$ は次式：

【0008】

10 【数14】

$$y[n] = s[n] \circ y[n] = \sum_l y[l] s[n-l]$$

【0009】によってその入力 $s[n]$ に関連づけられ、ここで「 \circ 」はコンボリューション演算を示す。

【0010】安定な多入力多出力 (MIMO) LTIシステムもまた単位サンプル応答、または伝達関数（周波数応答とも呼ばれる）を特徴とする。たとえば、2入力2出力安定LTIシステムは 2×2 単位サンプル応答マトリックス：

20 【0011】

【数15】

$$h[n] = \begin{bmatrix} h_{11}[n] & h_{12}[n] \\ h_{21}[n] & h_{22}[n] \end{bmatrix}$$

【0012】を特徴とし、ここで $h_{ij}[n]$ ($i, j = 1, 2$) はSISO LTIシステムの単位サンプル応答である。 2×2 システムの伝達関数は：

【0013】

【数16】

30

$$H'[w] = \begin{bmatrix} H_{11}(w) & H_{12}(w) \\ H_{21}(w) & H_{22}(w) \end{bmatrix}$$

【0014】であり、ここで $H_{ij}(w)$ ($i, j = 1, 2$) はそれぞれ $h_{ij}[n]$ ($i, j = 1, 2$) のフーリエ変換である。

【0015】 2×2 LTIシステムの出力 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ は次式

【0016】

【数17】

40

$$y_1[n] = h_{11}[n] \circ s_1[n] + h_{12}[n] \circ s_2[n]$$

$$y_2[n] = h_{21}[n] \circ s_1[n] + h_{22}[n] \circ s_2[n]$$

【0017】によってその入力 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ に関連づけられる。時間インデックス n および周波数インデックス w はベクトルであってもよい。ここに表わされるすべての結果はまたベクトル値の時間および周波数インデックス \underline{n} および \underline{w} にも成立する。一例として、 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ が像である場合を考えると、インデックス n は位置ベクトル (n_x, n_y) を表わし、かつインデックス w は空間周波数ベクトル

7

(w_x, w_y) を表わす。表記を単純にするためにスカラー値インデックスについて常に考えるものとする。

【B. キュムラントおよび多スペクトル】 x_1, x_2, \dots, x_k を次の結合特性関数を有する実数値の確率変数の集合とする。

【0018】

【数18】

$$\text{cum}(x_1, x_2, \dots, x_k) = (-j)^k \frac{\partial^k \ln \phi(\underline{w})}{\partial w_1 \partial w_2 \dots \partial w_k} \Big|_{\underline{w}=0}$$

【0021】によって規定され、ここで $\ln(\cdot)$ は自然対数を表わす。もし x_1, x_2, \dots がゼロ平均ならば、

$$\text{cum}(x_1) = E\{x_1\} = 0$$

$$\text{cum}(x_1, x_2) = E\{x_1, x_2\}$$

$$\text{cum}(x_1, x_2, x_3) = E\{x_1, x_2, x_3\}$$

$$\begin{aligned} \text{cum}(x_1, x_2, x_3, x_4) = & E\{x_1, x_2, x_3, x_4\} - E\{x_1, x_2\}E\{x_3, x_4\} \\ & - E\{x_1, x_3\}E\{x_2, x_4\} - E\{x_1, x_4\}E\{x_2, x_3\} \end{aligned}$$

【0023】であることを注記しておく。以下の特性は容易に実証される。

(p. 1) 線形性: $\text{cum}(\dots, \sum_i b_i x_i, \dots) = \sum_i b_i \text{cum}(\dots, x_i, \dots)$ (p. 2) もし x_1, \dots, x_k が2つ以上の統計的に独立な部分集合に分割可能であるならば、

$$\text{cum}(x_1, \dots, x_k) = 0$$

(p. 3) もし x_1, \dots, x_k が結合的にガウス系であ★

$$P_{x_0 \dots x_k}(w_1 \dots w_k) = \sum_{\tau_1} \dots \sum_{\tau_k} \text{cum}(x_0[n], x_1[n - \tau_1], \dots, x_k[n - \tau_k]) e^{-j \sum_{i=1}^k w_i \tau_i}$$

【0026】によって規定される。 $P_{x_0 x_0}(w)$ は $x_0[n]$ のパワースペクトルであり、 $P_{x_0 x_1}(w)$ は $x_0[n]$ と $x_1[n]$ との間のクロススペクトルであり、 $P_{x_0 x_0 x_0}(w_1, w_2)$ は $x_0[n]$ の2次多スペクトル、またはバイスペクトルであり、 $P_{x_0 x_1 x_2}(w_1, w_2)$ は示された過程間のクロス・バイスペクトルであり、 $P_{x_0 x_0 x_0 x_0}(w_1, w_2, w_3)$ は $x_0[n]$ 等の3次多スペクトルまたはトリスペクトルである。(p. 4) もし $x_0[n], x_1[n], \dots, x_k[n]$ が2つ以上の統計的に独立な過程の部分集合に分割可能であれば、(p. 2) によって

【0027】

【数22】

$$y_i[n] = \sum_{j=0}^k h_{ij}[n] \circ x_j[n] \quad i = 0, 1, \dots, l$$

【0032】とし、ここで $h_{ij}[n]$ はその周波数応答が $H_{ij}(w)$ である安定 SISO LTI システムの単

$$\phi(\underline{w}) = E\{e^{j \underline{w}^T \underline{x}}\} = E\{e^{j \sum_{i=1}^k w_i x_i}\}$$

【0019】ここで $j = \sqrt{-1}$ であり、 $E\{\cdot\}$ は期待値演算を意味する。 x_1, \dots, x_k の結合キュムラントは

【0020】

【数19】

※【0022】

【数20】

※

★るならば、 $k > 2$ のときは常に

$$\text{cum}(x_1, \dots, x_k) = 0$$

である。

【0024】 $x_0[n], x_1[n], \dots, x_k[n]$ を結合的定常離散時間確率過程とする。するとその結合 k 次スペクトル (多スペクトル) は次式

【0025】

【数21】

$$\star \quad P_{x_0, x_1, \dots, x_k}(w_1, w_2, \dots, w_k) = 0$$

【0028】となる。(p. 5) もし $x_0[n], x_1[n], \dots, x_k[n]$ が結合的にガウス系であれば、(p. 3) より、 $k \geq 2$ のときは常に

【0029】

【数23】

$$P_{x_0, x_1, \dots, x_k}(w_1, w_2, \dots, w_k) = 0$$

【0030】である。(p. 6) 多入力多出力 LTI システムを通る多スペクトルの遷移は:

【0031】

【数24】

☆

位サンプル応答である。したがって、

【0033】

【数25】

$$P_{y_0, y_1, \dots, y_l}(w_1, w_2, \dots, w_l) =$$

$$\sum_{j_0=0}^k \dots \sum_{j_l=0}^k H_{0,j_0} \left(- \sum_{i=1}^l w_i \right) H_{1,j_1}(w_1) \dots H_{l,j_l}(w_l) P_{x_0, x_1, \dots, x_l}(w_1, w_2, \dots, w_l)$$

【0034】である。

【0035】

【発明の概要】この発明は未知のシステムを通過した複数個の入力ソース信号を推定するためのアプローチを提案する。実際にはこれは結合した観測結果から信号を分離する問題の解決を提案する。2チャンネルの場合において、この発明は所望される信号を推定する（つまり干渉信号を消去する）ための、または両方のソース信号を推定するためのアプローチを提案する。

【0036】上述の特許出願連続番号第07/750,917号において、再構成された信号が統計的に無相関であるという条件を課すことにより入力（ソース）信号を分離かつ復元することが提案されている。結局この条件は、未知のチャンネルに関する或る仮定、たとえばそれが 2×2 FIRフィルタであるという仮定をつくらなければ問題を一意に解決するには不十分である。未知のチャンネルに関するいかなる限定的仮定もなく問題を解決するために、その特許出願において高次の統計（たとえば多スペクトル）を使用することがさらに提案されている。本件発明において、本出願人らはこのアプローチを発展させ、再構成された信号のクロス・バイスペクトル、またはクロス・トリスペクトル、またはいずれの高次の0ではないクロス・多スペクトルをも含む十分条件を発見する。これらの条件を課すことにより信号分離のためのある基準を獲得する。

【0037】この発明によれば、信号処理システムが提供され、このシステムは各々が複数個のソースから信号を受信する、信号を検出するための複数個の検出器と、検出された信号を受信しかつ検出された信号をフィルタするための再構成フィルタを生成して、各ソース信号が他のソース信号からの干渉なしに再構成される再構成されたソース信号を生成するためのプロセッサを含み、再構成フィルタは再構成された信号のクロス多スペクトルが0に近づくように強制されるように生成されることを特徴とする。

【0038】より特定的にはこの発明は、複数個の観測された信号を受信するための複数個の検出器を含む信号処理システムを含み、それは前記システムに従う複数個のソース信号から結果として生じる。プロセッサは観測された信号を受信し、かつ再構成された信号の幾つかのクロス多スペクトルが0であるかまたは0近くであるように再構成フィルタを生成する。この発明の主要な概念はそのクロス多スペクトルを用いて再構成された信号に

条件を課することである。これらの条件は再構成された信号を統計的に独立にさせる。もし再構成された信号が統計的に独立であれば、観測されたときには結合のために統計的に独立ではなくなったソース信号が再構成において分離されることを意味する。提案された方法はソース信号が統計的に独立であることを除いてはそれらについていかなる仮定もなされないという意味で汎用的である。

【0039】もし再構成フィルタの1つの伝達関数（または単位サンプル応答）が公知ならば、他の伝達関数（または単位サンプル応答）が推定できる。

【0040】他の実施例において、再構成フィルタを生成するプロセッサは適応的である。プロセッサは、より多くのデータが利用可能であるとき、入力ソース信号の先の推定に基づいて、再構成フィルタの成分を更新する。この実施例は再構成フィルタの連続更新のための様々な方法の可能なアルゴリズムの分類を表わす。

【0041】この発明の1つの応用は部屋内の信号強調シナリオであろう。第1のマイクロホンが話し手の近くに置かれ、かつ他方のマイクロホンがノイズソースの近くに置かれる。第1のマイクロホンは幾らかのノイズとともに所望される音声信号を検出し、かつ第2のマイクロホンは幾らかの音声信号とともにノイズを検出する。結合は未知の音響的部屋環境による。この発明のプロセッサは干渉ノイズなしに所望される音声信号を再構成するために用いられる。第2の信号ソースが別の話し手の場合は、この発明のプロセッサは両方の音声信号を、結合された測定を含んで検出されたマイクロホン信号から分離する。音声信号に関連して、この発明のプロセッサはノイズの多い環境で動作する自動音声認識システムのフロントエンドとして、または干渉している話し手からクロストークがある場合に用いられることができる。

【0042】上記の例においては音声強調の問題を主として議論したが、多チャンネル信号分離のためのシステムは多くの異なる分野に応用可能である。それはたとえば幾つかの混合画像の分離や遠隔計測システムにおけるノイズ信号の消去である。また、アンテナシステム中の重畳された／干渉している信号は提案された方法を用いて分離／消去可能である。

【0043】部分の構造および組合せの様々な新規の詳細を含むこの発明の上記のおよび他の特徴は添付の図面を参照してより特定的に説明されかつ前掲の特許請求の範囲において指摘される。この発明を実施する特定の選

11

扱は例示によってのみ示されこの発明を制限するものではないということを理解されたい。この発明の原理および特徴はこの発明の範囲から逸脱することなく様々な多数の実施例において用いられ得る。

【0044】

【詳細な説明】 2チャンネルの場合において、興味のある*

$$H'(w) = \begin{bmatrix} H_{11}(w) & H_{12}(w) \\ H_{21}(w) & H_{22}(w) \end{bmatrix}$$

【0046】であり、ここで $H_{ij}(w)$ は入力 $s_j[n]$ から出力 $y_i[n]$ へのシステムの周波数応答である。

【0047】プロセッサによって調節された 2×2 再構成フィルタ G' を用いて入力信号を復元しようとし、そ*

$$G'(w) = \begin{bmatrix} G_{11}(w) & -G_{12}(w) \\ -G_{21}(w) & G_{22}(w) \end{bmatrix}$$

【0049】である。したがって、もし $T'(w) = G'(w)H'(w)$ によって、組合わされたシステムの周波数応答を示すとすれば、 $T'(w)$ が

$$T'(w) = \begin{bmatrix} T_{11}(w) & 0 \\ 0 & T_{22}(w) \end{bmatrix}$$

【0051】の形か、または
【0052】

$$T'(w) = \begin{bmatrix} 0 & T_{12}(w) \\ T_{21}(w) & 0 \end{bmatrix}$$

【0053】の形であるように、 $G'(w)$ の成分を調節したい。さらに(3)においてすべての w について $T_{11}(w) = T_{22}(w) = 1$ であるか、または(4)においてすべての w について $T_{12}(w) = T_{21}(w) = 1$ であるとすれば、第1の場合には $v_1[n] = s_1[n]$ かつ $v_2[n] = s_2[n]$ となり、第2の場合には $v_1[n] = s_2[n]$ かつ $v_2[n] = s_1[n]$ となり、こうして入力信号が正確に復元される。しかしながら、本出願人らの主たる目標は入力信号の分離であるので、交差結合効果を排除し、かつ $s_1[n]$ および $s_2[n]$ を整形フィルタまで回復することで十分である。もし残存しているシングルチャンネル・デコンボリ◆40

$$G_{11}(w)H_{12}(w) - G_{12}(w)H_{22}(w) = 0$$

$$-G_{21}(w)H_{11}(w) + G_{22}(w)H_{21}(w) = 0$$

【0056】ならば(3)の形であり、もし
【0057】

$$G_{11}(w)H_{11}(w) - G_{12}(w)H_{21}(w) = 0$$

$$-G_{21}(w)H_{12}(w) + G_{22}(w)H_{22}(w) = 0$$

【0058】ならば(4)の形であることがわかる。等式対(5)(6)または等式対(7)(8)を満足させ

12

*る基礎的な問題が図3に示される。未知の 2×2 安定LTIシステム H' の出力 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ を観測し、その入力 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ であり、かつその周波数応答は

【0045】

【数26】

(1)

10 ※の出力は $v_1[n]$ および $v_2[n]$ で示され、その周波数応答は

【0048】

【数27】

(2)

★【0050】

【数28】

★20

(3)

☆【数29】

☆

(4)

◆ユーシェン問題を解決したければ(つまり、(3)においてすべての w について $T_{11}(w) = T_{22}(w) = 1$ 、または(4)においてすべての w について $T_{12}(w) = T_{21}(w) = 1$ を強制する)、 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ の性質について、たとえばそれらが既知の平均パワーを有する定常独立(i. i. d.)確率変数のシーケンスであるといったことを前もって知っておく必要がある。

【0054】単純にマトリックスの乗算をすることにより、 $T'(w) = G'(w)H'(w)$ は、もし

【0055】

【数30】

(5)

(6)

*【数31】

*

(7)

(8)

る無限に多数の $G_{ij}(w)$ $i, j = 1, 2$ の組合せが存在する。したがって、 G_{11} および G_{22} を単位変換、つま

り

*【数32】

【0059】

$$G_{11}(w) = G_{22}(w) = 1 \quad \forall w$$

(9)

【0060】として任意に設定して、かつ脱結合フィルタ G_{12} および G_{21} を調節するだけでよい。この場合、

※【0061】

【数33】

(5) (6) に対する解は

※

$$G_{12}(w) = \frac{H_{12}(w)}{H_{22}(w)}, \quad G_{21}(w) = \frac{H_{21}(w)}{H_{11}(w)} \quad (10)$$

【0062】によって与えられ、かつ (7) (8) に対する解は

★【0063】

★【数34】

$$G_{12}(w) = \frac{H_{12}(w)}{H_{21}(w)}, \quad G_{21}(w) = \frac{H_{22}(w)}{H_{12}(w)} \quad (11)$$

【0064】によって与えられる。これらの解は、もし $s_1[n]$ および $s_2[n]$ が統計的に独立ならば、 H_{11} 通過後の $s_1[n]$ および H_{22} 通過後の $s_2[n]$ 、または H_{21} 通過後の $s_1[n]$ および H_{12} 通過後の $s_2[n]$ ないし H_{12} もまた統計的に独立であるので、予期されるべきである。したがって、統計的独立条件に基づいて、図4に示されるように H_{12}/H_{22} と H_{21}/H_{11} との対、または H_{11}/H_{21} と H_{22}/H_{12} との対のみを識別☆

☆できる。当然もし H_{ij} ($i, j = 1, 2$) が既知ならば、(10) または (11) を満足させるように脱結合システム G_{12} および G_{21} を設定することにより、所望される信号分離を得ることができる。しかしながら、 H_{ij} は未知であるので、所望される解のうちの1つを自動的に生成する方法または基準を発見する必要がある。

【0065】

【数35】

$$G'(w) = \frac{1}{1 - G_{12}(w)G_{21}(w)} \begin{bmatrix} 1 & -G_{12}(w) \\ -G_{21}(w) & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

【0066】の形の再構成システムを使用し得るということに注意する。このスキームの可能な実現例が図5に示される。もし (10) で解を発見すれば、 $T_{11}(w) = H_{11}(w)$ および $T_{22}(w) = H_{22}(w)$ であり、かつ他のソース信号がない場合に各センサ中で測定されたであろう信号を正確に復元したことになる。同様にもし (11) において解を発見すれば、 $T_{12}(w) = H_{12}(w)$ および $T_{21}(w) = H_{21}(w)$ であり、別個に測定されたであろう信号を再び回復したことになるが、この場合は端子を切替える。これは多くの実用的状況において有用であろう。たとえば競合している話し手を分離する問題において、もし各話し手がマイクロホンの近くに位置していれば、 H_{11} および H_{22} はほぼ恒等変換であり、本来の音声信号が歪みがほとんどなく復元されることが可能である。

【0067】図1はこの発明の信号分離器の動作を概略的に示す。2つの信号 $s_1[n]$ および $s_2[n]$ は伝達関数 H' によって表わされる環境10によって処理される。図2は伝達関数 H' をより詳細に示す図である。伝達関数 H' は出力信号 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ を生成する。 H' によって表わされる環境10は出力信号 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ の両方において結合またはクロストークを生成する。プロセッサ14および再構成

フィルタ12は、 $v_1[n]$ (または $s_1[n]$)

(注：この明細書において s の右側の \sim は本来 s の上に付されるべきものである) および $v_2[n]$ (または $s_2[n]$) によって示される再構成されたソース信号が幾つかのゼロクロス高次多スペクトルを有するように強制されるように動作する。

【0068】もしプロセッサ14が分離システム $G_{12}(w)$ および $G_{21}(w)$ を調節し、その結果 $k \geq 2$ のオーダの2つ以上のクロス多スペクトルが0または0近くにあれば、組合わされたシステムの周波数応答 $T'(w) = G'(w)H'(w)$ は (3) または (4) の所望される形となり、信号は分離されて整形フィルタまで復元される。

【A. クロス・バイスペクトル (3次クロススキュムラント) およびクロス・トリスペクトル (4次クロススキュムラント) に基づく推定】ここでバイスペクトルである $k=2$ のオーダのクロス多スペクトル、およびトリスペクトルである $k=3$ のオーダのクロス多スペクトルを用いる、本出願人らのアプローチを使用する場合に得られる基準およびアルゴリズムについて詳しく述べる。

【0069】もしプロセッサ14が

【0070】

【数36】

15

$$P_{v_1 v_2 v_3}(w_1, w_2) = 0 \quad \forall w_1, w_2$$

$$P_{v_2 v_2 v_1}(w_1, w_2) = 0 \quad \forall w_1, w_2$$

16

$$(13)$$

$$(14)$$

【0071】となるように再構成フィルタ12を調節すれば、 $T'(w)$ は(3)または(4)の形でなければならないということが実証される。実際(13)および(14)が周波数の部分集合のみ、つまり $-\pi < w_1 \leq \pi$, $w_2 = 0$ のみに対して成立することで十分である。

【0072】再構成された信号のクロス多スペクトルは、成分 $G_{12}(w)$ および $G_{21}(w)$ ならびに観測された(測定された)信号の多スペクトルで表現されることが可能である。周波数ドメインまたは時間ドメインで明*

*白に解かれることが可能である(幾つかの、少なくとも)2つの等式を得て、所望される分離フィルタ $G_{12}(w)$ および $G_{21}(w)$ を見つける。

【0073】ここで(13)(14)から展開する時間ドメインアルゴリズムについて詳細に述べる。そのため10に G_{12} および G_{21} を

【0074】

【数37】

$$G_{12}(w) = \sum_{k=0}^{q_1} a_k e^{-j\omega k} \quad (15)$$

$$G_{21}(w) = \sum_{k=0}^{q_2} b_k e^{-j\omega k} \quad (16)$$

【0075】の形のカジュアル(casual)有限周波数応答(FIR)フィルタ(図11参照)とし、ここで q_1 および q_2 は或る予め特定されたフィルタのオーダーであり、その場合再構成された信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ は

【0076】

【数38】

$$v_1[n] = y_1[n] - \sum_{k=0}^{q_1} a_k y_2[n-k] \quad (17)$$

$$v_2[n] = y_2[n] - \sum_{k=0}^{q_2} b_k y_1[n-k] \quad (18)$$

【0077】によって与えられる。この設定において問題はフィルタ係数 a_k および b_k を選択された基準等式を満足させるように調節する問題に帰着する。

【0079】

【数39】

【0078】(13)(14)によって提案される基準★

$$\text{cum}(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_2[n-\tau_2]) = 0 \quad \forall \tau_1, \tau_2 \quad (19)$$

$$\text{cum}(v_2[n], v_2[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2]) = 0 \quad \forall \tau_1, \tau_2 \quad (20)$$

【0080】を逆フーリエ変換する。(18)を(19)へかつ(17)を(20)へ代入すると、次式が得られる。

【0081】

【数40】

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{q_1} a_k \text{cum}(v_2[n], v_2[n-\tau_1], y_2[n-\tau_2-k]) &= \\ &= \text{cum}(v_2[n], v_2[n-\tau_1], y_1[n-\tau_2]) \quad \forall \tau_1, \tau_2 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{q_2} b_k \text{cum}(v_1[n], v_1[n-\tau_1], y_1[n-\tau_2-k]) &= \\ &= \text{cum}(v_1[n], v_1[n-\tau_1], y_2[n-\tau_2]) \quad \forall \tau_1, \tau_2 \end{aligned} \quad (22)$$

【0082】 キュムラントは未知であるので、それらは * 【0083】
標本推定値によって近似される。単純にするために s_i 【数41】

【n】 ($i = 1, 2$) はゼロ平均であると仮定すると、*

$$cum(v_i[n], v_i[n - \tau_1], y_j[n - \tau_2 - k]) = E\{v_i[n]v_i[n - \tau_1]y_j[n - \tau_2 - k]\}$$

$$\approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_i[n]v_i[n - \tau_1]y_j[n - \tau_2 - k] \quad i, j, \in \{1, 2\}$$

(23)

【0084】 (21) および (22) は τ_1 および τ_2 10 * 【0086】 が得られ、ここでマトリックス
のすべての組合せにより満たされるので、 a_k および b_k 【0087】
について解くための優決定された等式の組を有する。 【数43】

(21) (22) を τ_1, τ_2 の幾つかの値 (たとえば
或る正の整数 M について $|\tau_1|, |\tau_2| \leq M$) につ
いてマトリックスの形で記述すると

【0085】

【数42】

$$M_{ba} = v_b$$

(24)

$$M_{ab} = v_a$$

(25)

※20

$$M_{bi} = [cum(v_2[n], v_2[n - \tau_{1i}], y_2[n - \tau_{2i}]),$$

$$..., cum(v_2[n], v_2[n - \tau_{1i}], y_2[n - \tau_{2i} - q_1])]$$

$$\tau_{1i}, \tau_{2i} \in B,$$

(26)

【0090】 であり、ベクトル

【0091】

【数45】

 v_b

★

$$v_{bi} = cum(v_2[n], v_2[n - \tau_{1i}], y_1[n - \tau_{2i}])$$

$$\tau_{1i}, \tau_{2i} \in B,$$

(27)

★【0092】 の i 番目の要素は

【0093】

【数46】

【0094】 であり、同様にマトリックス

【0095】

【数47】

 M_a ☆【0096】 の i 番目の行は

【0097】

【数48】

$$M_{ai} = [cum(v_1[n], v_1[n - \tau_{1i}], y_1[n - \tau_{2i}]),$$

$$..., cum(v_1[n], v_1[n - \tau_{1i}], y_1[n - \tau_{2i} - q_2])]$$

$$\tau_{1i}, \tau_{2i} \in B,$$

(28)

【0098】 であり、ベクトル

【0099】

【数49】

 v_a

◆

◆【0100】 の i 番目の要素は

【0101】

【数50】

$$v_{ai} = cum(v_1[n], v_1[n - \tau_{1i}], y_2[n - \tau_{2i}])$$

$$\tau_{1i}, \tau_{2i} \in B,$$

(29)

【0102】 である。等式 (24) (25) の形は、現
在の b_k を用いて a_k について (24) を解くことと、
現在の a_k を用いて b_k について (25) を解くことと

を交互にする反復的アルゴリズムを示唆する。各反復サ
イクルは基準線形最小自乗問題に対する解を含む。

50 【0103】 図7および図8のフローチャートは等式

(24) (25) を用いて \underline{a} および \underline{b} を反復的に推定する反復的アルゴリズムを示す。それから (17) および (18) のそれぞれに従って新規の \underline{a} および \underline{b} を用いて $v_1[n]$ および $v_2[n]$ を発生する。ブロック 110 は \underline{a} および \underline{b} の最初の推定の設定と、反復インデックス k の 0 への設定とを示す。ブロック 112 に示されるように、 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ は、等式 (17) (18) にそれぞれ従って、 $\underline{a}^{(k)}$ および $\underline{b}^{(k)}$ ならびに検出された信号 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ を使用して計算される。値 $v_1[n]$ はブロック 114 中の

$$\underline{b}^{(k+1)} = \left(M_a^T W M_a \right)^{-1} M_a^T W \underline{v}_a \quad (30)$$

【0107】によって計算され、ここで W は所定の重み付けマトリックスである。ブロック 118 において、値 $v_2[n]$ は
【0108】
【数53】

$$M_b \quad \text{および} \quad \underline{v}_b$$

※20

$$\underline{a}^{(k+1)} = \left(M_b^T W M_b \right)^{-1} M_b^T W \underline{v}_b \quad (31)$$

【0111】によって計算される。ブロック 122 は収束が発生したかどうかを判別する。もしより多くの反復が計算されるべきならば、 k は $k+1$ に等しく設定され、かつブロック 112 で計算が再び開始される。もし収束が発生していれば、 $\underline{a}^{(k+1)}$ および $\underline{b}^{(k+1)}$ はそれぞれ $g_{12}[n]$ および $g_{21}[n]$ に等しく設定される。ここで $g_{ij}[n]$ は $G_{ij}(w)$ ($i, j = 1, 2 \quad i \neq j$) の単位サンプル応答である。ここで入力信号の推定★

$$P_{v_1 v_1 v_2}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad \forall w_1, w_2, w_3 \quad (32)$$

$$P_{v_2 v_2 v_1}(w_1, w_2, w_3) = 0 \quad \forall w_1, w_2, w_3 \quad (33)$$

【0114】となるように再構成フィルタ 12 を調節すれば、 $T'(w)$ は (3) または (4) の形でなければならないということが実証される。実際 (32) および (33) が周波数の部分集合、たとえば $-\pi < w_1 = w_2 \leq \pi, w_3 = 0$ のみで成立することで十分である。

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{q1} a_k \text{cum}(v_2[n], v_2[n-\tau_1], v_2[n-\tau_2], y_2[n-\tau_3-k]) &= \\ = \text{cum}(v_2[n], v_2[n-\tau_1], v_2[n-\tau_2], y_1[n-\tau_3]) &\quad \forall \tau_1, \tau_2, \tau_3 \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{q2} b_k \text{cum}(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], y_1[n-\tau_3-k]) &= \\ = \text{cum}(v_1[n], v_1[n-\tau_1], v_1[n-\tau_2], y_2[n-\tau_3]) &\quad \forall \tau_1, \tau_2, \tau_3 \end{aligned} \quad (35)$$

*【0104】
【数51】

$$M_a \quad \text{および} \quad \underline{v}_a$$

【0105】の作成のために必要なキュムラント推定量を計算するために使用される。ブロック 116 において \underline{b} についての新規の値は (25) の最小自乗問題を解くこと、つまり
【0106】
【数52】

※【0109】の作成のために必要なキュムラント推定量を計算するために使用され、かつブロック 120 において \underline{a} についての新規の値は (24) の最小自乗問題を解くこと、つまり
【0110】
【数54】

★量がブロック 128 において $g_{12}[n]$ および $g_{21}[n]$ を使用して計算される。

【0112】トリスペクトルまたは 4 次クロスキュムラントに基づいて同様のアルゴリズムを導出する。もしプロセッサ 14 が

【0113】
【数55】

【0115】(32) (33) によって提案された基準を逆フーリエ変換し (17) および (18) を用いると
【0116】
【数56】

21

【0117】が得られる。(34)および(35)は τ_1, τ_2 および τ_3 のすべての組合せを満たすので、 a_k および b_k について解くために仮決定された等式の組を有する。(34)(35)を τ_1, τ_2, τ_3 の幾つかの値(たとえば或る正の整数Mについて $|\tau_1|, |\tau_2|, |\tau_3| \leq M$)についてマトリックスの形で書くと

$$M_b a = u_b$$

$$M_a b = u_a$$

22

【0118】
【数57】

$$(36)$$

$$(37)$$

【0119】が得られる。再び、これらの等式の形は、 b_k の現在の値を(36)に代入して a_k の新規の組を得て、かつ a_k の現在の値を(37)に代入して b_k の新規の組を得る反復の手順を示唆する。各反復サイクルは標準的な線形最小自乗問題に対する解を含む。当然、アルゴリズムの実際の実現において、(34)および(35)に現われるキュムラントはその標本推定によって代替される。

【0120】統計的安定性を向上するために、基準等式の幾つかの対を組合せてもよい。 a_k について組合わされた(21)および(34)を、かつ b_k について組合わされた(22)および(35)を反復的に解くアルゴリズムを考案することが直接的である。異なる重みを異なる等式に割り当てて(つまり重み付けされた最小自乗解を用いる)、たとえば3次経験キュムラントの4次経験

$$P_{v_1 v_2}(w) = P_{y_1 y_2}(w) - G_{12}(w) P_{y_2 v_1}(w) - G_{21}^*(w) P_{y_1 v_2}(w) + G_{12}(w) G_{21}^*(w) P_{y_2 y_1}(w) = 0 \quad \forall w$$

$$(38)$$

【0123】であることを必要とし、ここで $(\cdot)^*$ は複素共役を示す。この等式は G_{12} および G_{21} の両方についての一意の解を特定しないことを理解されたい。いかなる予め特定された G_{21} についても等式を満たす G_{12} を見つけることが可能であり、その逆もまた可能である。★

$$G_{12}(w) = \frac{P_{y_1 y_2}(w) - G_{21}^*(w) P_{y_1 v_1}(w)}{P_{y_2 y_2}(w) - G_{21}^*(w) P_{y_2 v_1}(w)} = \frac{P_{y_1 v_2}(w)}{P_{y_2 v_1}(w)}$$

$$(39)$$

$$G_{21}(w) = \frac{P_{y_2 y_1}(w) - G_{12}(w) P_{y_2 v_2}(w)}{P_{y_1 y_1}(w) - G_{12}(w) P_{y_1 v_2}(w)} = \frac{P_{y_2 v_1}(w)}{P_{y_1 v_1}(w)}$$

$$(40)$$

【0126】(39)および(40)を時間ドメインに変換すると

$$\sum_{k=0}^{q_1} a_k \text{cum}(v_2[n], y_2[n-\tau-k]) = \text{cum}(v_2[n], y_1[n-\tau]) \quad \forall \tau$$

$$(41)$$

$$\sum_{k=0}^{q_2} b_k \text{cum}(v_1[n], y_1[n-\tau-k]) = \text{cum}(v_1[n], y_2[n-\tau]) \quad \forall \tau$$

$$(42)$$

10 ※ 経験キュムラントへの統計的可変性を反映してもよい。

【0121】上述のアルゴリズムは他のクロス高次多スペクトル(またはキュムラント)で容易に言い換え可能である。図1のプロセッサ14はその出力が0近くの幾つかの高次クロス多スペクトルを所有するように再構成フィルタ12を生成することを目的とする。

【B. 脱相関基準の結合】上述の特許出願連続番号07/750,917号において提案された脱相関基準を、本出願人が提案した基準に組入れることもまた考慮されてもよい。脱相関条件は再構成された信号 $v_1[n]$ および $v_2[n]$ が統計的に無相関である、またはそのクロススペクトルが同一に0である、つまり

【0122】

【数58】

★【0124】脱相関等式を他の基準等式と結合するために、(38)を以下の2つの代替形で書き替える

【0125】

【数59】

【0127】

【数60】

【0128】となる。これらの等式を提案された基準等式のいずれかに組入れる、たとえば反復的に a_k について(21)を(41)と結合的に解き、かつ b_k について(22)を(42)と結合的に解くことが直接的である。再び、2次経験キュムラント(相関)の高次経験キュムラントへの統計的可変性を反映するように、異なる重みを異なる基準等式に割り当ててもよい。

【C. 再帰的/逐次的アルゴリズム】多数の応用において、データを再帰的/逐次的に処理することが所望される。再帰的/逐次的アルゴリズムのバッチアルゴリズム 10 に対する利点は必ずしも最終結果ではなくて、計算効率、記憶要求の低減、および全データが処理されるのを待たずに実際に結果が得られるということにある。さらにもし基礎システム(チャンネル)が時間の変化を示せ*

*ば、バッチアルゴリズムの計算および記憶負荷に適應できたとしても、異なるデータセグメントは異なるチャンネル応答に対応するので、利用可能なデータをすべて結合的に処理することは望ましくない。その場合チャンネルの変化する特性をトラッキング可能な適応的のアルゴリズムを有することが望まれる。

【0129】 $\tau_1 = 0$ および $\tau_2 = 0, 1, 2, \dots, q_1$ についての(21)の等式と、 $\tau_1 = 0$ および $\tau_2 = 0, 1, 2, \dots, q_2$ についての(22)の等式とを連結し(その結果、等式の数未知のパラメータの数に等しくなる)、かつ単純さのためにゼロ平均過程をとると

【0130】

【数61】

$$E\{u_2[n]v_2[n]y_2^T[n]\}a = E\{u_2[n]v_2[n]y_1[n]\} \quad (43)$$

$$E\{u_1[n]v_1[n]y_1^T[n]\}b = E\{u_1[n]v_1[n]y_2[n]\} \quad (44)$$

【0131】ここで

※【数62】

【0132】

※

$$y_1[n] = (y_1[n], \dots, y_1[n - q_2])^T \quad (45)$$

$$y_2[n] = (y_2[n], \dots, y_2[n - q_1])^T \quad (46)$$

$$u_1[n] = (u_1[n], \dots, u_1[n - q_2])^T \quad (47)$$

$$u_2[n] = (u_2[n], \dots, u_2[n - q_1])^T \quad (48)$$

【0133】期待値を(23)で示されるような標本平均 30 均と取り替えることにより、以下の反復再帰的アルゴリズムが得られる：

★【0134】

【数63】

$$\underline{a}^{(i)}(n) = \underline{a}^{(i)}(n-1) + \gamma_n Q(n) \underline{u}_2[n] \underline{v}_2[n] \underline{u}_1[n] \Big|_{\underline{a}=\underline{a}^{(i)}(n-1), \underline{b}=\underline{b}^{(i-1)}} \quad (49)$$

【0135】ここで

☆【数64】

【0136】

☆

$$Q(n) = \frac{1}{1 - \gamma_n} \left[Q(n-1) - \frac{\gamma_n Q(n-1) \underline{u}_2[n] \underline{v}_2[n] y_2^T[n] Q(n-1)}{(1 - \gamma_n) + \gamma_n y_2^T[n] Q(n-1) \underline{u}_2[n] \underline{v}_2[n]} \right] \quad (50)$$

$$\underline{b}^{(i)}(n) = \underline{b}^{(i)}(n-1) + \gamma_n R(n) \underline{u}_1[n] \underline{v}_1[n] \underline{u}_2[n] \Big|_{\underline{a}=\underline{a}^{(i-1)}, \underline{b}=\underline{b}^{(i)}(n-1)} \quad (51)$$

【0137】ここで

【数65】

【0138】

$$R(n) = \frac{1}{1 - \gamma_n} \left[R(n-1) - \frac{\gamma_n R(n-1) \underline{u}_1[n] \underline{v}_1[n] y_1^T[n] R(n-1)}{(1 - \gamma_n) + \gamma_n y_1^T[n] R(n-1) \underline{u}_1[n] \underline{v}_1[n]} \right] \quad (52)$$

【0139】ここで $\gamma_n = 1/n$ であり、かつ
 【0140】
 【数66】

$$\underline{a}^{(l)}(n) \text{ および } \underline{b}^{(l)}(n)$$

【0141】は時間 n に対する標本平均に基づく、アルゴリズムの L (この L は数式中では小文字である。以下同じ。) 番目の反復での \underline{a} および \underline{b} の値である。 L 番目の反復サイクルへの入力のは先の反復サイクルからの値

【0142】

*10

【数68】

$$\underline{a}(n) = \underline{a}(n-1) + \gamma_n Q(n) \underline{v}_2[n] \underline{v}_2[n] \underline{v}_1[n] |_{\underline{a}=\underline{a}(n-1), \underline{b}=\underline{b}(n-1)} \quad (53)$$

$$\underline{b}(n) = \underline{b}(n-1) + \gamma_n R(n) \underline{v}_1[n] \underline{v}_1[n] \underline{v}_2[n] |_{\underline{a}=\underline{a}(n-1), \underline{b}=\underline{b}(n-1)} \quad (54)$$

【0146】ここで $\underline{a}(n)$ および $\underline{b}(n)$ は時間 n での \underline{a} および \underline{b} の値であり、かつ $Q(n)$ および $R(n)$ は (50) および (52) を用いてそれぞれ再帰的に計算される。

【0147】逐次アルゴリズムを発生するための他のア※

$$\underline{a}(n) = \underline{a}(n-1) + \gamma_n \underline{v}_2[n] \underline{v}_2[n] \underline{v}_1[n] |_{\underline{a}=\underline{a}(n-1), \underline{b}=\underline{b}(n-1)} \quad (55)$$

$$\underline{b}(n) = \underline{b}(n-1) + \gamma_n \underline{v}_1[n] \underline{v}_1[n] \underline{v}_2[n] |_{\underline{a}=\underline{a}(n-1), \underline{b}=\underline{b}(n-1)} \quad (56)$$

【0149】である。もし $\gamma_n = \gamma$ (定数) を選択すれば、それは新規のデータに対して過去のデータの効果を低減する指数重み付けに対応し、かつチャンネルの様々な特性をトラッキング可能な適応的アルゴリズムが効果的に得られる。

【0150】(53) (54) のアルゴリズムは現在の問題についての再帰的最小自乗 (RLS) アルゴリズムの等価物として見ることができ、一方 (55) (56) のアルゴリズムは最小自乗平均 (LMS) アルゴリズムの等価物として見ることが可能である。同様の反復再帰的かつ逐次的アルゴリズムは他の基準等式を解くために★

$$\underline{v}_i[n] = \underline{v}_i^{(s)}[n] + \underline{v}_i^{(w)}[n] \quad i = 1, 2 \quad (57)$$

【0152】 $s_i[n]$ ($i=1, 2$) および $w_i[n]$ ($i=1, 2$) が統計的に独立であると仮定すると、

$$P_{v_1 v_2}(w_1, w_2) = P_{v_1^{(s)} v_2^{(s)}}(w_1, w_2) + P_{v_1^{(w)} v_2^{(w)}}(w_1, w_2) \quad (58)$$

【0154】ここで (p. 6) により
 【0155】

*【数67】

$$\underline{a}^{(l-1)} \text{ および } \underline{b}^{(l-1)}$$

【0143】である。それから (49) ないし (52) を用いて次の反復サイクルが n で再帰的に実行される。

【0144】もし反復の代わりに再帰過程において \underline{a} および \underline{b} の最新の値を使用すれば、次の逐次アルゴリズムが得られる

【0145】

※プローチは、1次確率近似方法に基づく。結果として生じるアルゴリズムは

【0148】

【数69】

★展開可能であるということに注意する。異なる基準等式に対応する幾つかの再帰的/逐次的アルゴリズムを結合する可能性もまたここに存在する。

【D. 余計なノイズの効果】観測された信号 $y_1[n]$ および $y_2[n]$ が余計なノイズ $w_1[n]$ および $w_2[n]$ によってそれぞれ汚染される、図6に示されるシステムを考慮されたい。そのとき再構成フィルタの出力は信号およびノイズによる成分の和として表わされる、つまり

【0151】

【数70】

☆【0153】

【数71】

◆【数72】

$$P_{v_1^{(w)} v_2^{(w)}}(w_1, w_2) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 G_{ii}(-w_1 - w_2) G_{1j}(w_1) G_{2k}(w_2) P_{w_1 w_2}(w_1, w_2)$$

(59)

【0156】である。もし $w_1[n]$ および $w_2[n]$ は $i=j=k$ を除いては0である。しかしながら、 $w_1[n]$ および $w_2[n]$ は統計的に従属であり得、たと

えばそれらは指向性干渉の結果として生じる。余計なノイズの自己およびクロスバースペクトルがアприオリに既知ならば、または独立的に測定されることが可能ならば、

【0157】

【数73】

$$P_{v_i\{\omega_1, \omega_2\}}(\omega_1, \omega_2)$$

【0158】は別個に計算され、かつ(58)から減算*

$$P_{w_i\omega\mu\omega}(\omega_1, \omega_2) = 0 \quad \forall \omega_1, \omega_2$$

【0161】である。したがって、提案されたすべての基準は余計なガウス系ノイズに影響されない(ブラインドである)。例外として上述の特許出願連続番号第07/50,917号の脱相関基準があり、これは関連するガウス系ノイズに感応し得る。

【0162】アルゴリズムの実際の実現において、多スペクトルまたはそれぞれのキュムラントはその標本推定によって代替される。したがって余計なノイズの効果はガウス系の場合においてさえも0ではなく、かつ $v_i(s)$ [n] および $v_i(w)$ [n] ($i=1, 2$) 間の経験クロス多スペクトルもまた0ではない。

【0163】上に導出されたアルゴリズムは例であり限定的ではなく、この発明の信号処理装置が用いられる本出願人らの一般的なアプローチを代表しているに過ぎない。

【0164】図9は音声強調およびノイズ消去システムでのこの発明の用途を示す。部屋内で干渉ノイズ信号からのボイス信号の分離は、この発明の信号処理装置を用いて容易にできる。たとえば図9は部屋57内の人61を示す。他に部屋の中にあるものはテレビまたはラジオ等のノイズソース60である。マイクロホン54はノイズソース60近くに置かれる。マイクロホン56は人61から所望される信号ソースの近くにある。部屋の音響効果のために、両方の信号が両方のマイクロホンによってピックアップされる。処理および再構成装置58は上述の原理に従って検出された信号について演算を行なう。したがってソース61から所望される信号が導出できる。58から再構成された所望される信号はそれから音声認識装置63によって処理される。

【0165】この発明の信号分離器はまた自動車等の移動運搬具においても使用可能である。1つのマイクロホンがマフラ近くに置かれ、かつ他のマイクロホンは話し手近くに置かれる。話し手のマイクロホンは自動車電話であってもよい。マフラによって引き起こされるノイズはこの発明の信号分離器を用いることによって排除される。さらに、母伝達関数のあるものは既知であるか、または自動車の音響環境から計算されることができ、計算は再構成フィルタ中で単純化される。

【0166】図10はこの発明に従う水中音響環境での

*される。同様の減算演算は他のすべての基準等式に対して実行されることができる。

【0159】 w_1 [n] および w_2 [n] が結合的にガウス系である特別の場合において、(p. 5)により $k \geq 2$ のオーダのすべての多スペクトルは0であり、特に $i, j, k \in \{1, 2\}$ のすべての組合せについて

【0160】

【数74】

(80)

信号強調システムを示す。標的66の位置を決定するためにソナーアレイ64が使用される。プロペラ70によって発生したノイズはこの決定を妨害する。したがってマイクロホン62は信号分離装置68によってアレイ64からの信号とともに処理される出力信号を発生し、かつ正確な標的信号が計算される。

【0167】当業者はルーチンの実験のみを用いて、ここに説明されたこの発明の具体例に対する多くの等価物を認識または達成可能であると理解するであろう。これらのおよび他のすべての等価物は前掲の特許請求の範囲によって包括されると意図される。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明を実施する一般的信号処理システムの概略図である。

【図2】 $H_{ij}(w)$ ($i, j=1, 2$) が4つのSISOシステムの伝達関数を表わす、一般的2チャンネルLTIシステムを示す図である。

【図3】LTI2チャンネル信号分離問題を示す図である。

【図4】未知のシステムの等価の形式を示す図である。

【図5】再構成システムの1つの可能な構造を示す図である。

【図6】余計なノイズが存在する場合のLTI2チャンネル信号分離問題を示す図である。

【図7】結合システムを推定するために反復過程を実行する信号処理システムの一実施例の前半を示す図である。

【図8】結合システムを推定するために反復過程を実行する信号処理システムの一実施例の後半を示す図である。

【図9】この発明の信号処理回路を用いる音声強調およびノイズ消去システムを示す図である。

【図10】水中音響環境での信号強調システムを示す図である。

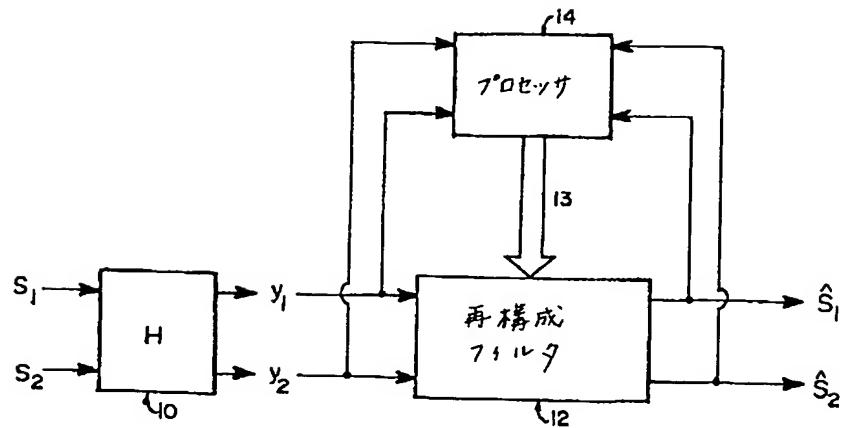
【図11】タップが設けられた遅延ライン(FIRフィルタ)を示す図である。

【符号の説明】

12 再構成フィルタ

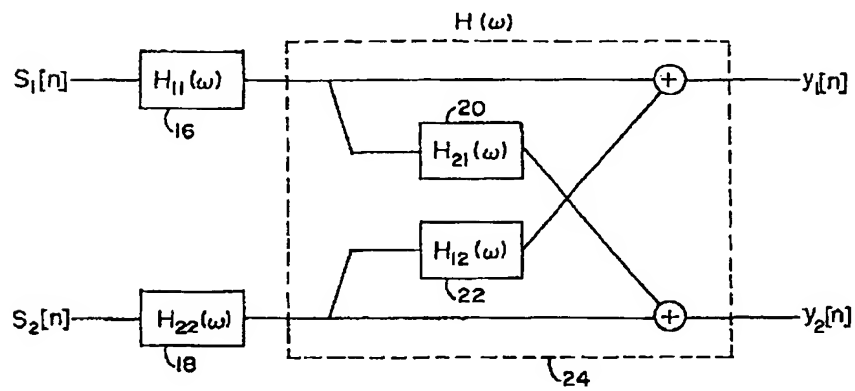
14 プロセッサ

【図1】



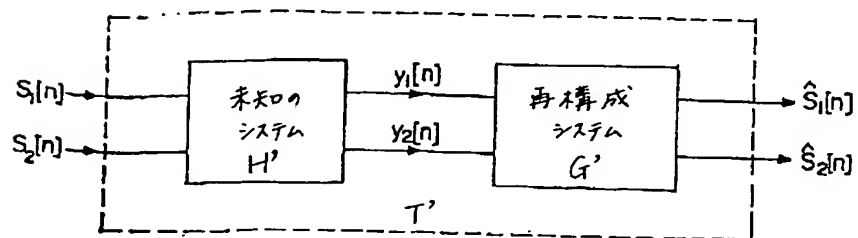
本発明を構成する一般的信号処理システム

【図2】



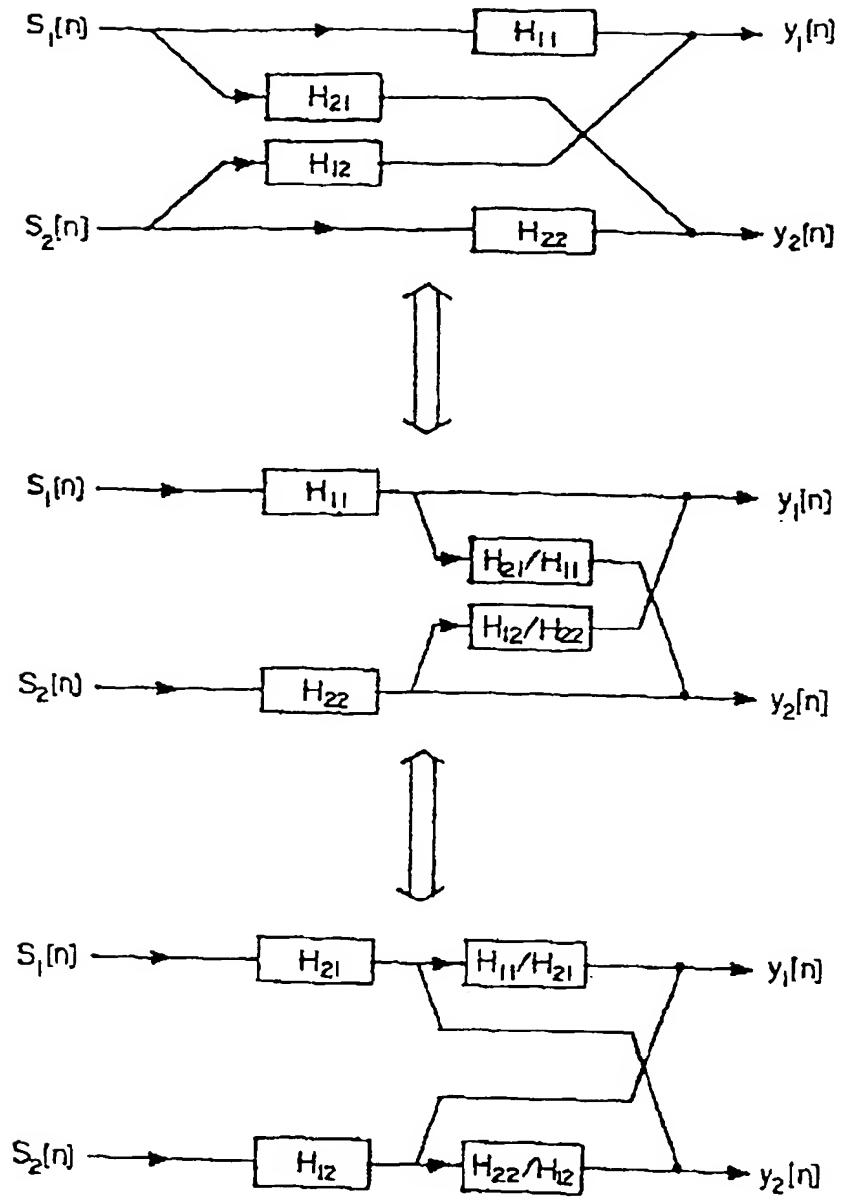
一般的2チャンネルLTIシステム

【図3】



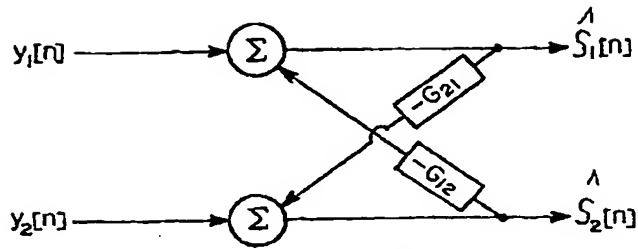
LTI 2チャンネル信号分離問題

【図4】



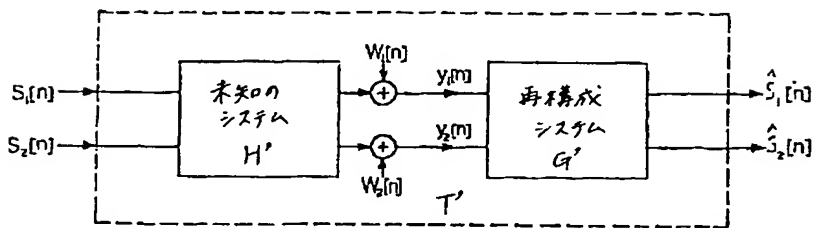
未知のシステムと等価の形式

【図5】



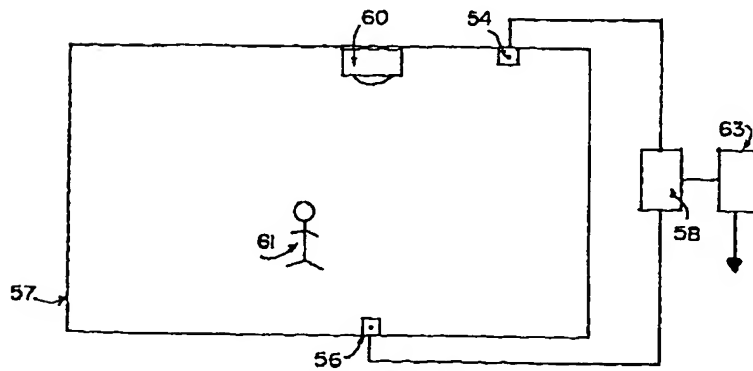
再構成システムの可能な形式

【図6】



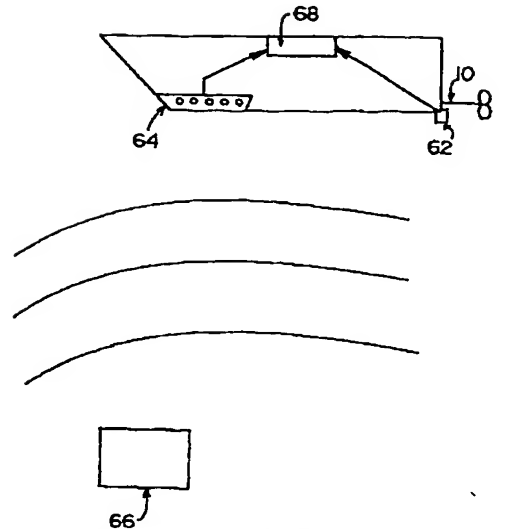
余計なノイズのあるときの信号分離

【図9】



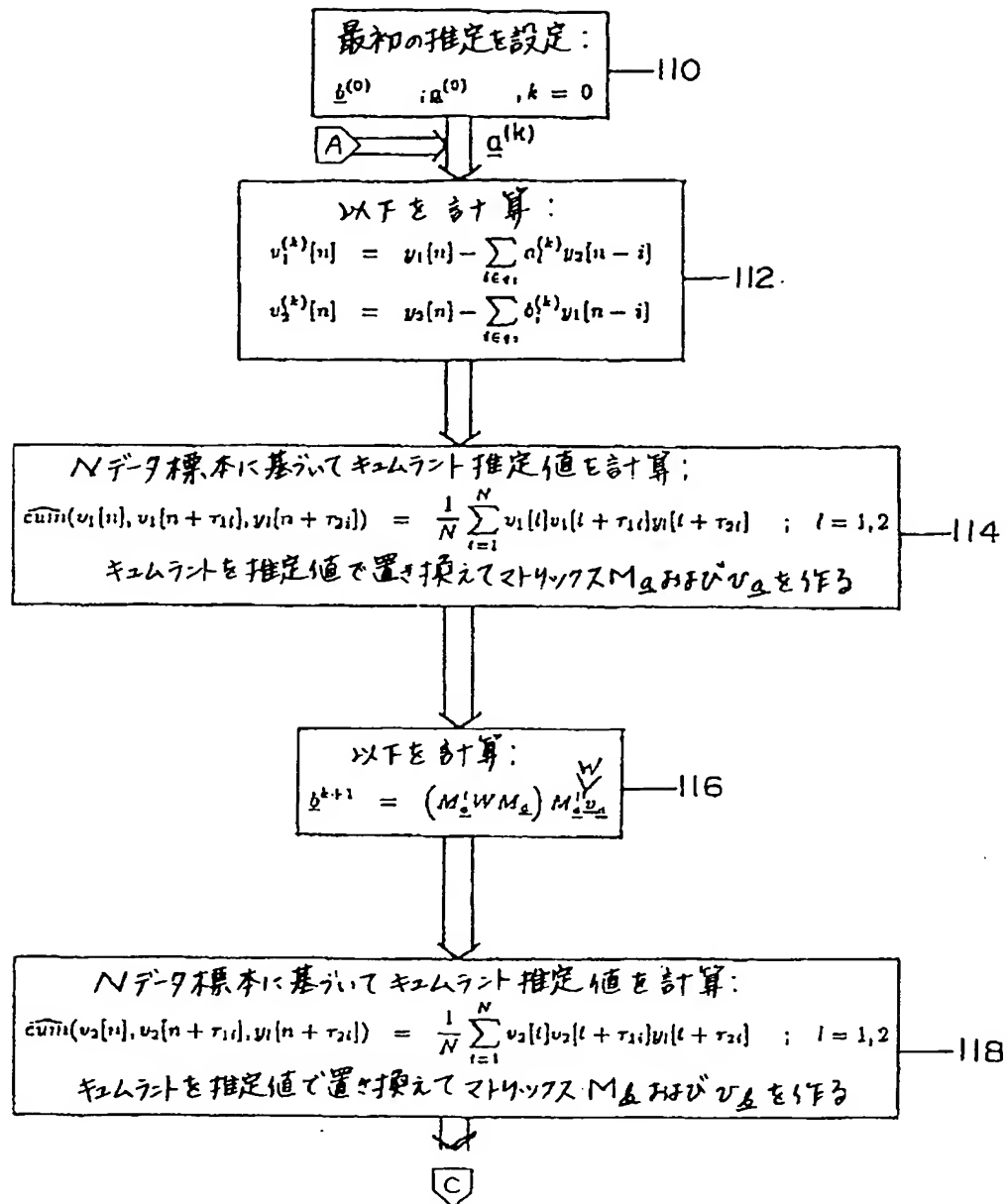
音声強調シミュの具体例

【図10】

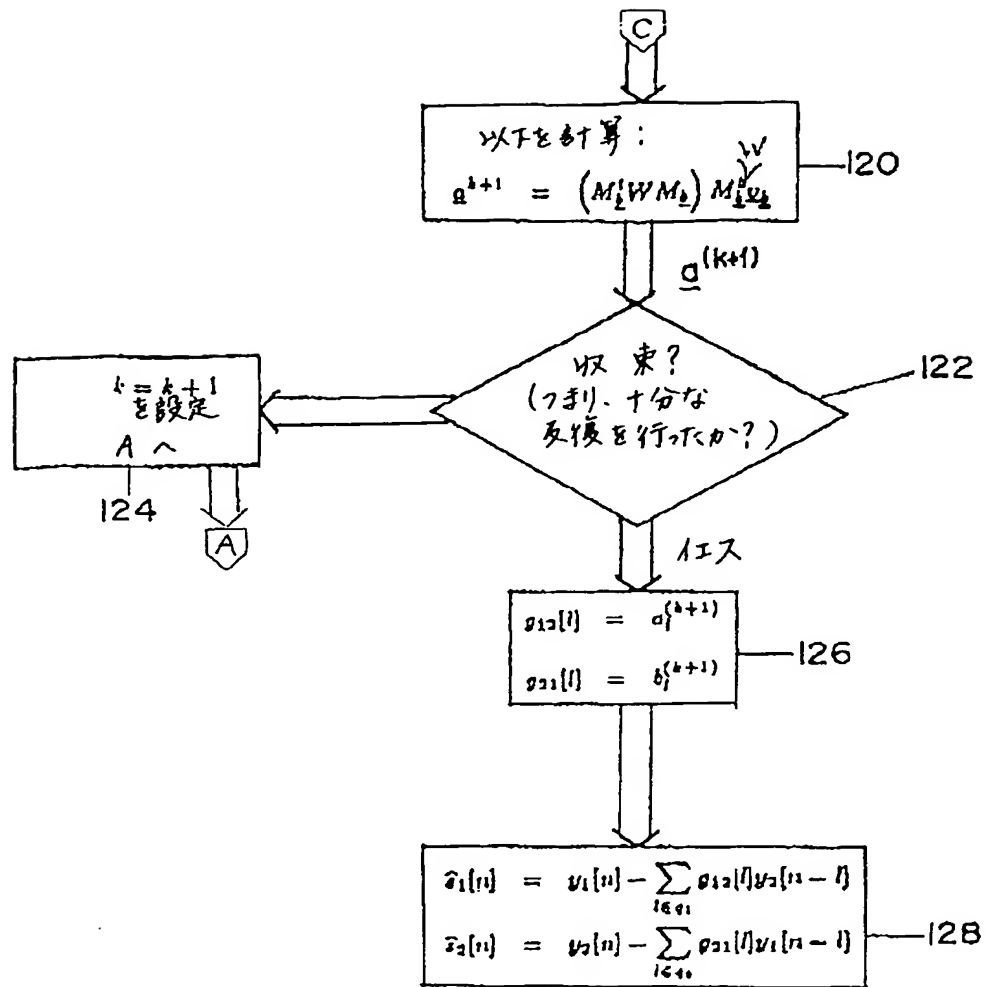


水中音響環境中の信号強調システムの具体例

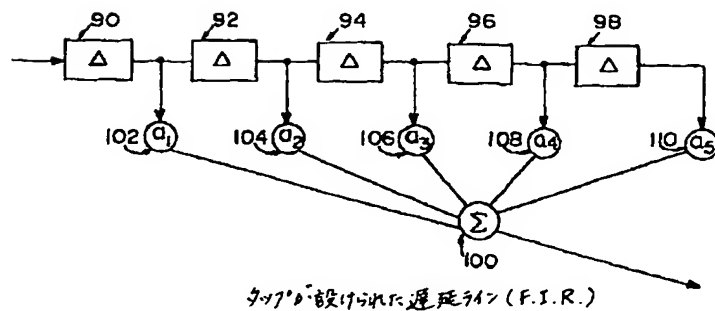
【図7】



【図8】



【図11】



フロントページの続き

(72)発明者 エヒュード・ウェインSTEIN
イスラエル、52355 ラマト・ガン、ハレ
チャシム・ストリート、10

(72)発明者 ダニエル・イエリン
イスラエル、72910 カルメイ・ヨセフ、
エレッツ・ストリート、13

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☒ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.